

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H02M 5/22



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02159812.6

[43] 公开日 2003 年 7 月 30 日

[11] 公开号 CN 1433132A

[22] 申请日 2002.12.27 [21] 申请号 02159812.6
[30] 优先权
[32] 2001.12.27 [33] JP [31] 403131/2001
[71] 申请人 奥蒂斯电梯公司
地址 美国康涅狄格州
[72] 发明人 Y·米古基

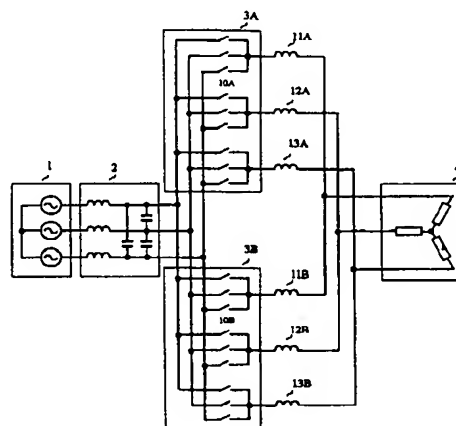
[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 王 岳 张志醒

权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 4 页

[34] 发明名称 多路脉宽调制循环换流器

[57] 摘要

一种多路 PWM 循环换流器或矩阵变换器，利用电抗器来并联不同相的输出端子。



ISSN 1008-4274

- 1、一种具有多个变换器的多路 PWM 循环换流器，其中所述变换器具有多个双向开关、输入和输出，每个输出都具有关联的输出相，该
- 5 多路 PWM 循环换流器包括：

用于每个变换器的多路输出中每一个的电抗器，用于输出的每个电抗器都具有并联的相同输出相。

2、权利要求 1 的多路 PWM 循环换流器，每个所述并联的电抗器还包括共用的铁心。

- 10 3、权利要求 1 的多路 PWM 循环换流器，包括用于多个输出中每一个的电流传感器，用于检测多路输出中每一路的输出电流，以便控制双向开关的切换。

多路脉宽调制循环换流器

发明领域

- 5 本发明涉及一种利用并行排列并由一无功元件耦合的多路变换器的脉宽调制 (PWM) 循环换流器或矩阵变换器。

背景技术

- 图 6 说明了传统 PWM 循环换流器或矩阵变换器的一种实例。在图 6
10 中, (1) 表示三相 AC 电源; (2) 表示 LC 滤波器; (3) 表示包括九个双向开关 (10) 的变换器; 而 (4) 表示负载。例如, 构成变换器 (3) 的双向开关 (10) 可以具有图 7 所示的结构。在图 7 中, (5) 和 (6) 表示单向 IGBT (绝缘栅双极型晶体管), 而 (7) 和 (8) 表示二极管。根据门信号, 每个双向开关 (10) 都可以朝任一方向接通/断开电流。

- 15 图 8 所示的电压型 PWM 变换器/PWM 反向器系统是在很久以前开发的, 并且已经制造出从小功率到大功率的多种产品。

但是, 为了通过变换器将 AC 输入整流成 DC, 然后利用反向器将 DC 变换成 AC, 需要 DC 电容器 (9)。但是, DC 电容器不仅占用一定的空间, 而且对于电解电容器, 其使用寿命也是一个问题。

- 20 另一方面, 对于 PWM 循环换流器, 不需要使用 DC 电容器, 而且也没有关于使用寿命的问题。但是, 这还在研究之中, 只有在实验室级关于小功率设备的报告 (例如, S. Ishii、E. Yamamoto、H. Hara、E. Wantanata、A. M. Hava 和 X. Xia 所著的 “A Vector Controlled High Performance Matrix Converter-Induction Motor Drive” (矢量控制的高性能矩阵变换器 - 感应电机驱动), 见 2000 年 4 月的
25 Conference record of IPEC-Tokyo, 第 235-240 页)。

- 对于 PWM 循环换流器, 需要避免输出端子的开路 and 输入边的短路。构成包含缓冲器的大电流堆栈, 但原理上这是很难实现的。因此, 很难制造大容量的变换器。这是不理想的。本发明的目的就是解决上面
30 提到的这些问题。

发明概述

为了解决上面提到的这些问题,在此描述的本发明提供了一种具有
以下结构的多路 PWM 循环换流器类型: 对于包括 $n \times m$ 个双向开关的 n -
输入/ m -输出 PWM 循环换流器的 p 个单位变换器 (n 、 m 和 p 分别是大
于等于 2 的整数), 不同相的输出端子是通过电抗器并联的, 共有 m
5 个输出端子。

用于并联的电抗可以共用一个用于每个输出端子的铁心, 而且为每
个单位变换器的每个输出相都设置一个电流传感器来检测电流, 而用
于每个单位变换器的输出电压信号是相对于电流不平衡进行校正的。

根据本发明, 多个 PWM 循环换流器 (矩阵变换器) 是通过电抗器
10 并联的。从而实现了大容量变换器。因为对于 PWM 循环换流器, AC 输
入是直接变换成 AC 输出的, 所以在 DC 连接部分不需要使用电容器。
因此, 变换器的尺寸和成本可以减小。此外, 也不存在关于使用寿命
的问题。而且也不需要开始工作之前有一个电容预备充电电路。

15 附图简述

图 1 是说明根据本发明的多路 PWM 矩阵变换器的第一种实施方案
的图示。

图 2 是说明根据本发明的多路 PWM 矩阵变换器的第二种实施方案
的图示。

20 图 3 是说明根据本发明的多路 PWM 矩阵变换器的第三种实施方案
的图示。

图 4 是说明一种共用铁心电抗器的图示。

图 5 是说明根据本发明的多路 PWM 矩阵变换器的第四种实施方案
的图示。

25 图 6 是说明单个现有技术 PWM 矩阵变换器的图示。

图 7 是说明用于图 6 所示 PWM 矩阵变换器的现有技术双向开关的
图示。

图 8 是说明现有技术 PWM 变换器/PWM 反向器的图示。

30 实现本发明的最佳模式

以下参考附图 1-5 详细描述本发明的实施方案。

图 1 是说明本发明第一种实施方案的图示。图 1 使用与图 6 所用编

号相同的部件编号。因此，不需要再解释它们。在图 1 中，(3A) 和 (3B) 表示单位矩阵变换器。它们每一个都是包括九个双向开关 (10) 的 3-输入/3-输出变换器。电抗器 (11A)、(11B)、(12A)、(12B)、(13A) 和 (13B) 并联所述单位变换器 (3A) 和 (3B) 的 a 相、b 相和 c 相。所述两个单位变换器 (3A) 和 (3B) 的输出电流是通过这些电抗合成的，合成的电流提供给负载 (4)。通过这种并联，可以提供大约两倍于单位变换器 3A 和 3B 电流的电流，从而可以驱动大容量负载。

图 2 是说明本发明第二种实施方案的图示。图 2 使用与图 6 所用编号相同的部件编号。因此，不再解释它们。在图 2 中，(14A) 和 (14B) 表示各包括六个双向开关的 3-输入/2-输出 PWM 循环换流器（矩阵变换器）。(15A)、(15B)、(16A) 和 (16B) 表示用于并联单位变换器 (14A) 和 (14B) 的输出的电抗器。(17) 表示单相 AC 负载或 DC 负载。在这种实施方案中，也可以通过并联提供更大电流。

图 3 使用与图 1 所用编号相同的部件编号。因此，不再解释它们。在图 3 中，(18)、(19) 和 (20) 表示用于并联单位变换器 (3A) 和 (3B) 不同相输出的电抗器。它们中的每一个都是通过单个铁心上绕线圈作为各变换器的输出而准备的。

图 4 是说明电抗器 (18) 实例的图示。对于图 4 所示的电抗器，由单位变换器 (3A) 的负载电流 $i_{1,1}$ 引起的磁通 φ_1 和由单位变换器 (3B) 负载电流 $i_{1,2}$ 引起的磁通 φ_2 差不多相互抵消。因此，可以考虑变换器之间的电流差 $i_{1,1} - i_{1,2}$ 的最大值来设计铁心。由此所获得的电抗器比图 1 所示应用实例中的电抗器 (11A) 和 (11B) 不仅尺寸小，而且成本低。

图 5 是说明本发明第四种实施方案的图示。

即使当来自单个控制器的同一门信号施加到不同单位变换器的双向开关，由于在不同的开关元件中有正向压降的不同，以及不同开关元件接通时间和断开时间的不同，因此可能会有关于共用单位变换器的输出电流的不平衡。本实施方案是用于电流平衡控制的一种实例。在这个例子中，电流平衡控制是在 DC 为来自 3-输入/2-输出 PWM 循环换流器的输出的情况下实现的。

图 5 使用与图 2 所用编号相同的部件编号。因此，不再解释它们。在图 5 中，(21A) 和 (22A) 表示检测第一单位变换器 (14A) 输出电

流 i_{P1} 和 i_{N1} 的电流传感器, 而 (21B) 和 (22B) 表示检测第二单位变换器 (14B) 输出电流 i_{P2} 和 i_{N2} 的电流传感器. (23) 表示将 i_{P1} 和 i_{P2} 相加得到多路 PWM 循环换流器总输出电流 i_{dc} 的加法器. (24) 表示计算电流信号 i_{dc}^* 和输出电流 i_{dc} 之间差值的减法器. 减法器 (24) 的输出是电流控制器 (25) 的输入, 而关于整个变换器的电压信号 v^* 是输出. (26) 表示计算变换器 (1) P 边输出电流 i_{P1} 和变换器 (2) P 边输出电流 i_{P2} 之间差值 Δi_P 的减法器. (27) 表示计算变换器 (1) N 边输出电流 i_{N1} 和变换器 (2) N 边输出电流 i_{N2} 之间差值 Δi_N 的减法器.

(28) 和 (29) 表示由开关控制逻辑 (30) 控制的开关, 并且它们以一种互补的方式工作. 当开关 (28) = ON 时, 开关 (29) = OFF, 有 $\Delta i = \Delta i_P$

当开关 (28) = OFF 时, 开关 (29) = ON, 有

$$\Delta i = \Delta i_N$$

(31) 表示电流偏差放大器. 以电流偏差 Δi 作为输入, 它输出电压校正命令 Δv^* . (32A) 和 (32B) 分别表示减法器 and 加法器. 电压命令 v^* 通过以下公式进行校正

$$v_1^* = v^* - \Delta v^*$$

$$v_2^* = v^* + \Delta v^*$$

其中, 电压命令 v_1^* 用于第一变换器, 而电压命令 v_2^* 用于第二变换器. 电压命令 v_1^* 和 v_2^* 是 PWM (脉宽调制) 逻辑 (33A) 和 (33B) 的输入, 而用于变换器 (14A) 和 (14B) 的双向开关的门信号是从 (33A) 和 (33B) 发送的.

以下将更加详细地描述开关选择逻辑 (30) 的工作. 对应于输出电压命令和输入电流命令, 可以对在图 2 中详细示出的 3-输入/2-输出 PWM 循环换流器 (14A) 和 (14B) 进行以下 6 种形式中任意一种的脉宽调制.

(I) $A_1^+ = \text{ON}$, $B_1^+ = C_1^+ = \text{OFF}$, 时间分配到 A_1^- 、 B_1^- 、 C_1^- 的 PWM
(每次, 当一个为 ON 时, 另两个为 OFF)

$A_2^+ = \text{ON}$, $B_2^+ = C_2^+ = \text{OFF}$, 时间分配到 A_2^- 、 B_2^- 、 C_2^- 的 PWM

(II) $C_1^- = \text{ON}$, $A_1^- = B_1^- = \text{OFF}$, 时间分配到 A_1^+ 、 B_1^+ 、 C_1^+ 的 PWM
 $C_2^- = \text{ON}$, $A_2^- = B_2^- = \text{OFF}$, 时间分配到 A_2^+ 、 B_2^+ 、 C_2^+ 的 PWM

(III) $B_1^+ = \text{ON}$, $A_1^+ = C_1^+ = \text{OFF}$, 时间分配到 A_1^- 、 B_1^- 、 C_1^- 的 PWM

- $B_2^+=ON, A_1^+=C_2^+=OFF$, 时间分配到 A_2^-, B_2^-, C_2^- 的 PWM
- (IV) $A_1^-=ON, B_1^-=C_1^-=OFF$, 时间分配到 A_1^+, B_1^+, C_1^+ 的 PWM
- $A_2^-=ON, B_2^-=C_2^-=OFF$, 时间分配到 A_2^+, B_2^+, C_2^+ 的 PWM
- (V) $C_1^+=ON, A_1^+=B_1^+=OFF$, 时间分配到 A_1^-, B_1^-, C_1^- 的 PWM
- 5 $C_2^+=ON, A_2^+=B_2^+=OFF$, 时间分配到 A_2^-, B_2^-, C_2^- 的 PWM
- (VI) $B_1^-=ON, A_1^-=C_1^-=OFF$, 时间分配到 A_1^+, B_1^+, C_1^+ 的 PWM
- $B_2^-=ON, A_2^-=C_2^-=OFF$, 时间分配到 A_2^+, B_2^+, C_2^+ 的 PWM

在 (I)、(II)、(III) 的情形中, 因为 P 边电抗器 (15A) 和 (15B) 连接到 AC 输入的相同相, 所以在执行这些调制期间, 电流 i_{P1} 和 i_{P2} 没有变化。有可能调整时间, 以分配在 N 边电抗器 (16A) 和 (16B) 施加到 A_1^-, B_1^-, C_1^- 的平均电压, 并朝减小 $\Delta i_N = i_{N1} - i_{N2}$ 的方向调整分配到 A_2^-, B_2^-, C_2^- 的时间。在此期间, 独立的选择逻辑 (30) 选择开关 (29), 有 $\Delta i = \Delta i_N$ 。

另一方面, 在情形 (IV)、(V)、(VI) 中, 因为 N 边电抗器 (16A) 和 (16B) 连接到 AC 输入的相同相, 所以在执行这些调制期间, 电流 i_{N1} 和 i_{N2} 没有变化。有可能调整时间, 以分配在 P 边电抗器 (15A) 和 (15B) 施加到 A_1^+, B_1^+, C_1^+ 的平均电压, 并朝减小 $\Delta i_P = i_{P1} - i_{P2}$ 的方向调整分配到 A_2^+, B_2^+, C_2^+ 的时间。在此期间, 独立的选择逻辑 (30) 选择开关 (28), 有 $\Delta i = \Delta i_P$ 。

如上面所解释的, 在这个应用实例中, 对应于 PWM 开关, 在 N 边电抗器电流没有变化的期间, P 边电流偏差 Δi_P 连接到电流偏差放大器 (31)。在 P 边电抗器电流没有变化的期间, N 边电流偏差 Δi_N 连接到电流偏差放大器 (31), 并执行电流平衡控制。因此, 对于整个系统, 在 P 边和 N 边, 电流都被平衡控制。

上面我们讨论了两路 PWM 循环换流器电流平衡控制的一种实例。但是, 其它的多路 PWM 循环换流器也可以使用。例如, 对于三路 PWM 循环换流器, 可以只增加以下功能: 变换器 (1) 和变换器 (2) 的电流偏差用于校正变换器 (1) 和变换器 (2) 的电压命令, 而变换器 (2) 和变换器 (3) 的电流偏差用于校正变换器 (2) 和变换器 (3) 的电压命令。此外, 变换器 (3) 和变换器 (1) 的电流偏差用于校正变换器 (3) 和变换器 (1) 的电压命令。

对于大于 3 的多路数, 可以使用变换器 (k) 和变换器 (k+1) 的

电流偏差来校正变换器(k)和变换器(k+1)的电压命令。

- 如上面所解释的，根据本发明，多路 PWM 循环换流器（矩阵变换器）通过电抗器并联放置以构成大容量变换器。因此，不需要使用 DC 连接，而且有可能构成具有不同特征，如统一的电源侧功率因数和再生能力，的大容量 PWM 循环换流器。
- 5

这样，尽管已经通过其代表性实施方案示出并描述了本发明，但本领域的技术人员应当理解，在不背离本发明主旨和范围的前提下，可以在其中进行前述的各种其它变化、省略与添加。

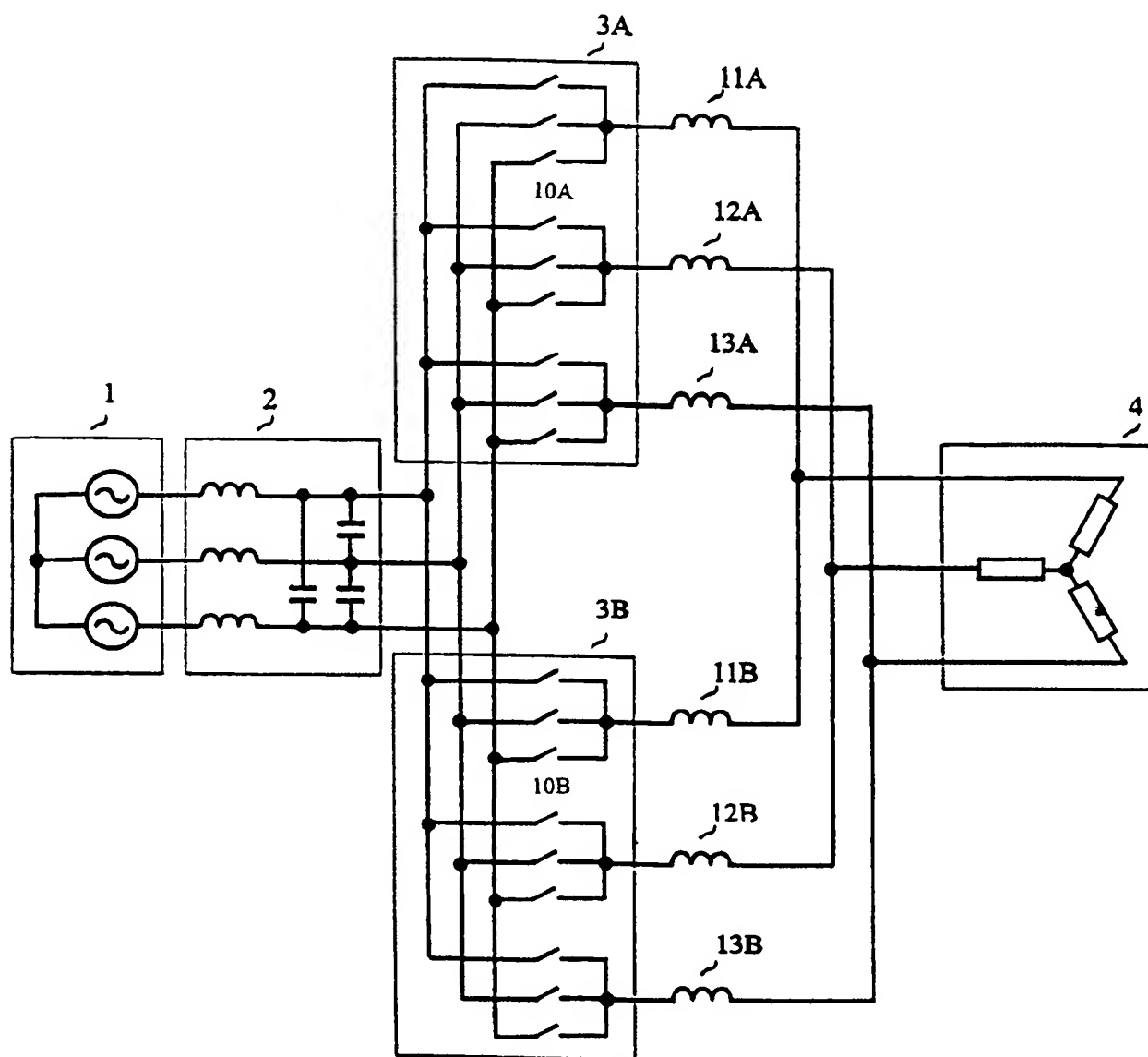


图 1

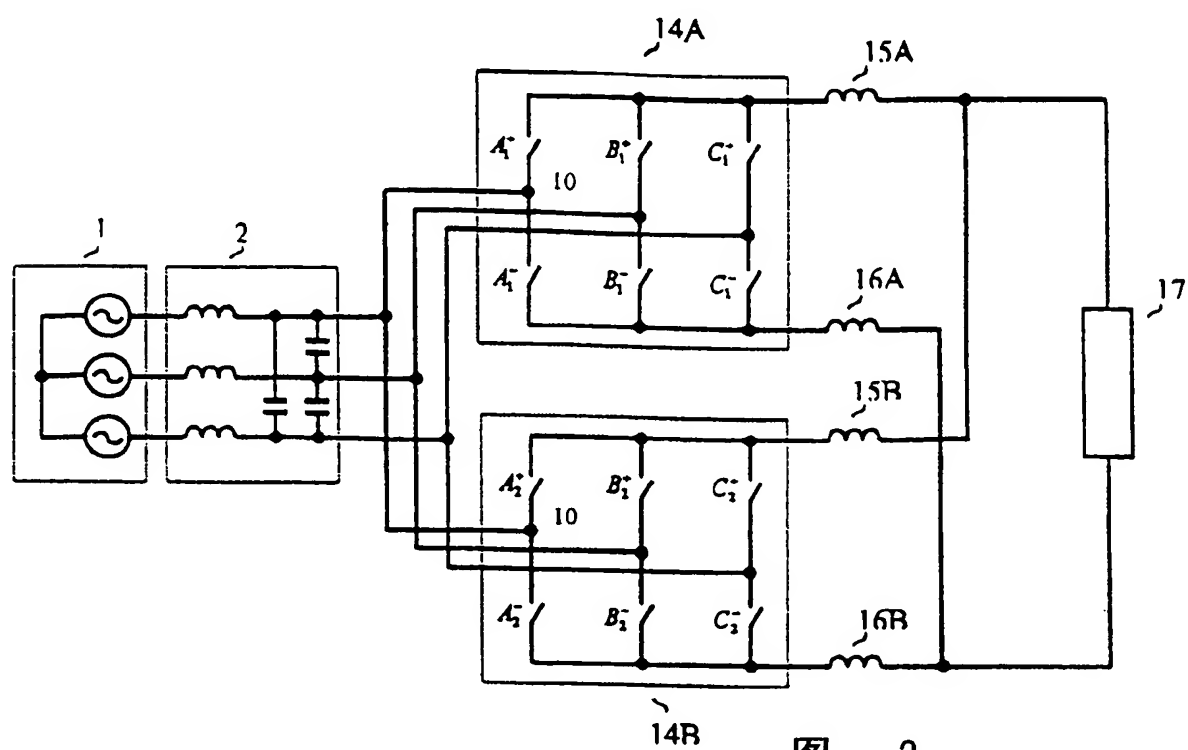


图 2

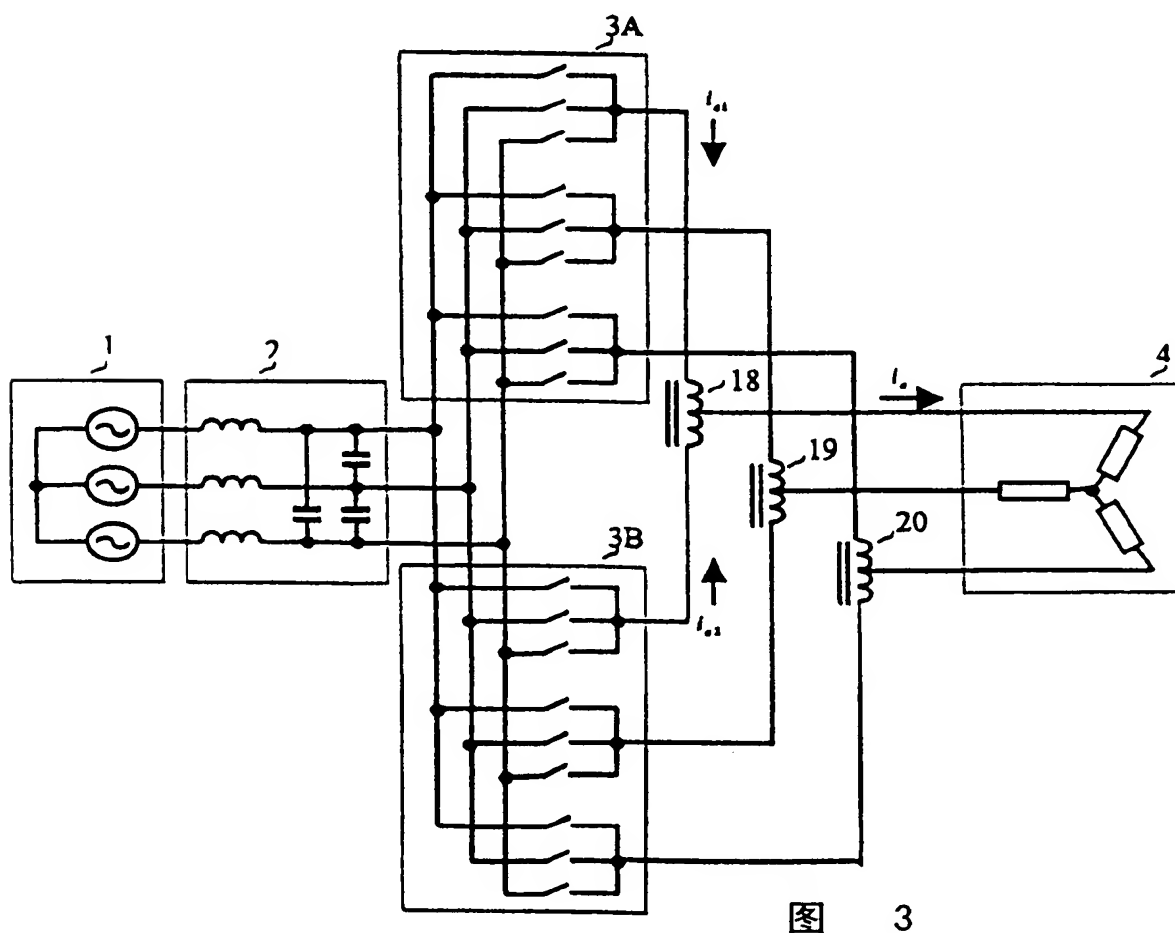


图 3

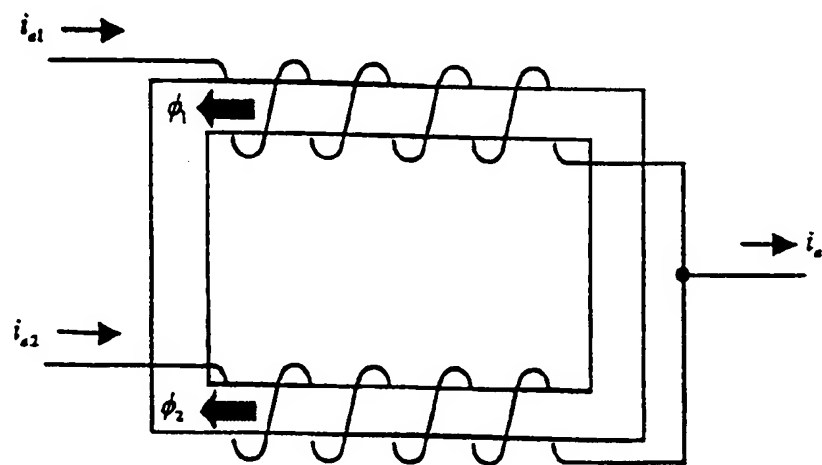


图 4

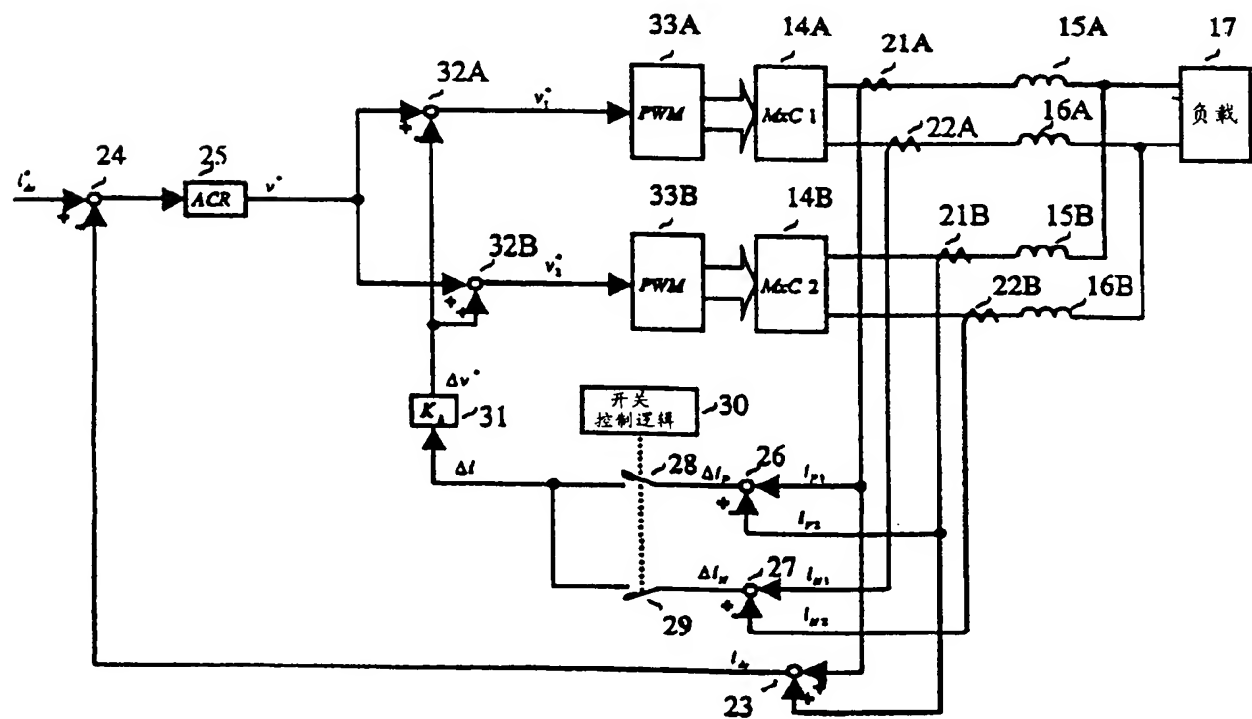


图 5

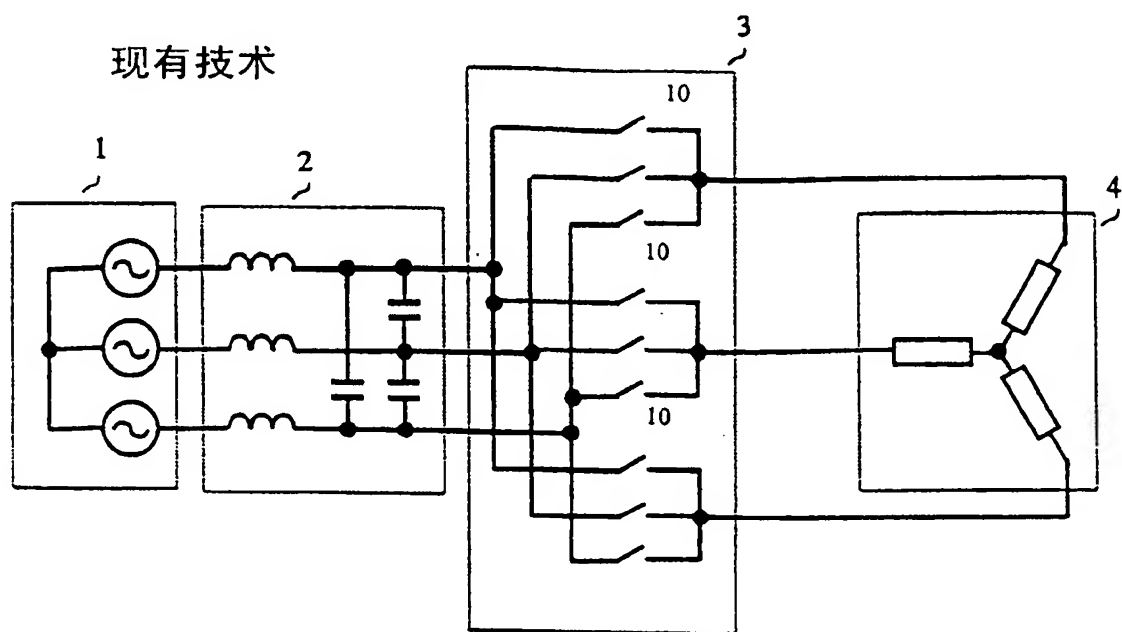


图 6

现有技术

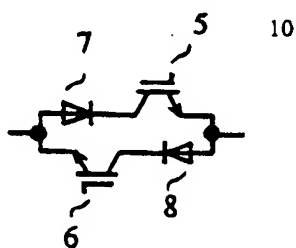


图 7

现有技术

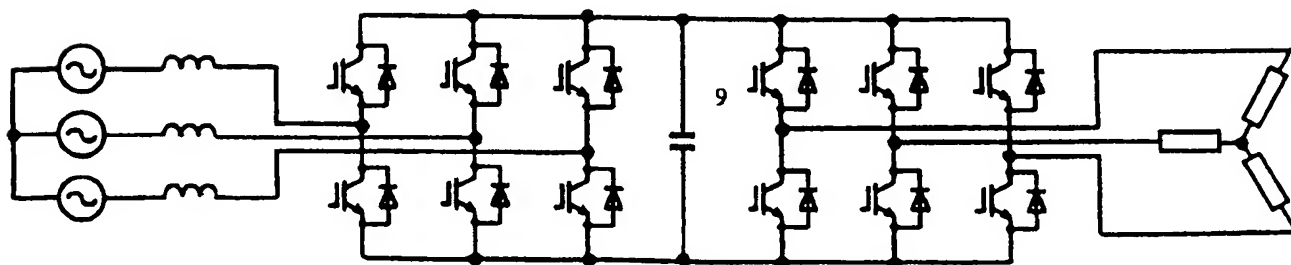


图 8